



## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **2001166029 A**(43) Date of publication of application: **22.06.01**

(51) Int. Cl.

**G01S 7/02****H01Q 3/26**(21) Application number: **11351756**(71) Applicant: **TOYOTA MOTOR CORP**(22) Date of filing: **10.12.99**(72) Inventor: **KAWAKUBO JUNJI**(54) **DBF RADAR DEVICE**

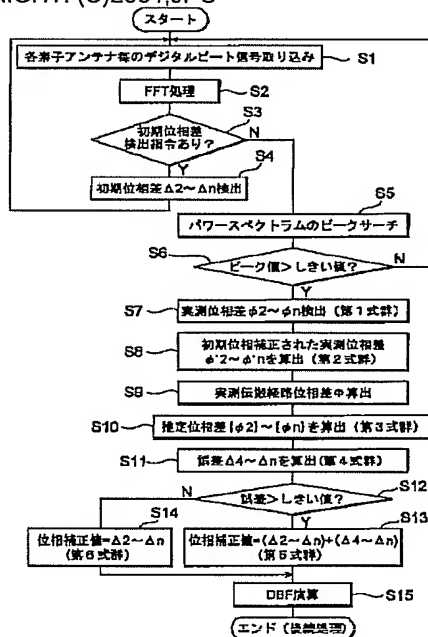
## (57) Abstract:

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To provide a DBF radar device reduced is erroneous detection caused by secular change and temperature change.

**SOLUTION:** A plurality of element antenna constituting an array antenna are divided into a plurality of groups, one amplifier amplifying a received signal on every element antenna is provided for each group in a receiving circuit part, and a plurality of element antenna belonging to own group are connected with an input terminal of each amplifier through a selector switch. The receiving circuit part is provided with a phase compensation value detection means and a phase compensation means. The phase compensation value detection means detects a difference in phase between a reference element antenna and the other element antenna concerning a digital received signal, estimated a difference in phase between the reference element antenna and the element antenna belonging to the other group using a difference in detected phases of the other element antenna belonging to the group including the reference element antenna among the differences in detected phases as a reference, and compares a difference in assumed phases every element antenna belonging to the other group with a difference in

detected phases to determine a phase compensation value. The phase compensation means performs phase compensation of a digital receiving signal using a phase compensation value.

COPYRIGHT: (C)2001,JPO



(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号  
特開2001-166029  
(P2001-166029A)

(43)公開日 平成13年6月22日(2001.6.22)

(51)Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	テーマコード(参考)
G 0 1 S 7/02		G 0 1 S 7/02	F 5 J 0 2 1
H 0 1 Q 3/26		H 0 1 Q 3/26	Z 5 J 0 7 0

審査請求 未請求 請求項の数 2 O L (全 8 頁)

(21)出願番号 特願平11-351756

(22)出願日 平成11年12月10日(1999.12.10)

(71)出願人 000003207

トヨタ自動車株式会社

愛知県豊田市トヨタ町1番地

(72)発明者 川久保 淳史

愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動車株式会社内

(74)代理人 100088155

弁理士 長谷川 芳樹 (外1名)

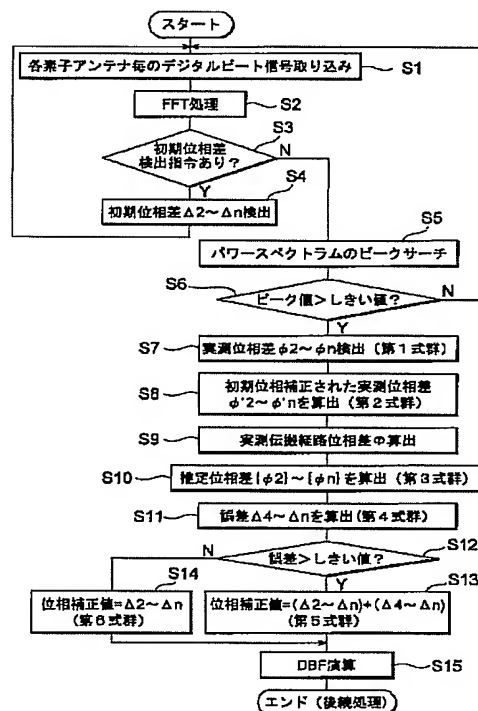
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 DBFレーダ装置

(57)【要約】

【課題】経時変化や温度変化に起因する誤検知を低減したDBFレーダ装置を提供すること。

【解決手段】アレーアンテナを構成する複数の素子アンテナは複数のグループに分割されており、受信回路部には各グループ毎に素子アンテナ別受信信号の増幅を行う増幅器が1個ずつ設けられ、各増幅器の入力端子には自己のグループに属する複数の素子アンテナが切換スイッチを介して接続されている。受信回路部は位相補正值検出手段と位相補正手段を備えている。位相補正值検出手段は、デジタル受信信号受信信号について、基準素子アンテナと他の素子アンテナとの位相差を検出し、検出された位相差のうち基準素子アンテナを含むグループに属する他の素子アンテナの検出位相差を基準として、他のグループに属する素子アンテナの位相差を推定し、他のグループに属する各素子アンテナ毎にその推定位相差と検出位相差を比較して位相補正值を求めるものであり、位相補正手段は位相補正值を用いてデジタル受信信号の位相補正を行うものである。



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】基準素子アンテナを含む複数の素子アンテナが配列されたアレーアンテナと、前記各素子アンテナで受信した素子アンテナ別の受信信号を増幅した後にダウンコンバートしてデジタル信号に変換し、そのデジタル受信信号に対してデジタル演算処理を施して前記アレーアンテナのアンテナビームの生成および走査を行うことによりターゲットの検知を行う受信回路部とを備え、前記複数の素子アンテナは複数のグループに分割されており、前記受信回路部には前記各グループ毎に前記素子アンテナ別受信信号を増幅を行う増幅器が 1 個ずつ設けられ、前記各増幅器の入力端子には自己のグループに属する複数の素子アンテナが切換スイッチを介して接続されているデジタル・ビーム・フォーミング (DBF) レーダ装置において、

前記受信回路部は位相補正值検出手段と位相補正手段を備えており、

前記位相補正值検出手段は、前記デジタル受信信号について、前記基準素子アンテナと前記他の素子アンテナとの位相差を検出し、

検出された位相差のうち前記基準素子アンテナを含むグループに属する他の素子アンテナの検出位相差を基準として、他のグループに属する素子アンテナの位相差を推定し、

前記他のグループに属する各素子アンテナ毎にその推定位相差と前記検出位相差とを比較して位相補正值を求めるものであり、

前記位相補正手段は前記位相補正值を用いて前記デジタル受信信号の位相補正を行うものであることを特徴とする DBF レーダ装置。

【請求項 2】複数の素子アンテナが配列されたアレーアンテナと、前記各素子アンテナで受信した素子アンテナ別の受信信号を増幅した後にダウンコンバートしてデジタル信号に変換し、そのデジタル受信信号に対してデジタル演算処理を施して前記アレーアンテナのアンテナビームの生成および走査を行うことによりターゲットの検知を行う受信回路部とを備え、

前記複数の素子アンテナは複数のグループに分割されており、前記受信回路部には前記各グループ毎に前記素子アンテナ別受信信号を増幅を行う増幅器が 1 個ずつ設けられ、前記各増幅器の入力端子には自己のグループに属する複数の素子アンテナが切換スイッチを介して接続されているデジタル・ビーム・フォーミング (DBF) レーダ装置において、

前記アレーアンテナは、基準素子アンテナを含む複数の比較用素子アンテナを備え、

前記受信回路部は位相補正值検出手段と位相補正手段を備えており、

前記位相補正值検出手段は、前記基準素子アンテナのデジタル受信信号と前記基準素子アンテナ以外の前記比較

用素子アンテナおよび前記素子アンテナのデジタル受信信号との位相差を検出し、

前記比較用素子アンテナの検出位相差を基準として、前記素子アンテナの検出位相差を推定し、

前記各素子アンテナ毎に前記推定位相差と前記検出位相差とを比較して位相補正值を求めるものであり、

前記位相補正手段は前記位相補正值に従って前記デジタル受信信号の位相補正を行うものであることを特徴とする DBF レーダ装置。

## 10 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、信号処理をデジタル演算により行うレーダ装置に関するものであり、特に、複数の素子アンテナからなるアレーアンテナを備え、そのアンテナビームの生成および走査をデジタル演算処理により行うデジタル・ビーム・フォーミング (DBF) レーダ装置に関するものである。

## 【0002】

【従来の技術】一般に、DBF レーダ装置では、アレーアンテナを構成する各素子アンテナにそれぞれ、RF アンプ、ミキサ、フィルタ、A/D 変換器が順に接続されており、各 A/D 変換器から出力されるデジタル受信信号をデジタル・ビーム・フォーミング・プロセッサに取り込んで、デジタル・ビーム・フォーミング処理を行う。

【0003】このような一般的な DBF レーダ装置に対して、コスト低減を目的とした改良が進められている。

特開平 11-160423 号に開示されたレーダ装置はその一例であり、高価なデバイスであるミキサや低雑音アンプ (LNA) を装置全体としてそれぞれ一つ備え、

30 切換スイッチを用いることにより各素子アンテナのいずれかと接続可能な構成となっている。

## 【0004】

【発明が解決しようとする課題】ところで、ミリ波の信号を切り換えるための切換スイッチは、実用レベルではその切換数に制限がある。そのため、素子アンテナ数が切換可能な数よりも大きくなると、切換スイッチを多段に構成する必要がある。

【0005】一方、LNA はノイズフィギュア (NF) を下げるためにはできるだけ素子アンテナに近い位置に設けることが望ましい。そこで、切換スイッチが多段構成である場合には、中間段に複数の LNA を配置した方が、切換スイッチの後段に配置するよりも NF を下げることができる。

【0006】しかし、LNA は能動素子であるために、温度変化や経年変化により位相の遅れや進みが生じ、しかもそれらの程度が LNA によって異なる。そのため、LNA の温度変化や経年変化による位相の遅れや進みに起因する素子アンテナ間の受信信号位相誤差が発生する。

【0007】この位相誤差は、DBF処理におけるアンテナビームの生成に悪影響を与え、ターゲットの検出精度を低下させる。

【0008】

【課題を解決するための手段】本発明のDBFレーダ装置はこのような問題を解決するためになされたものである。

【0009】本発明のDBFレーダ装置は、基準素子アンテナを含む複数の素子アンテナが配列されたアレーアンテナと、各素子アンテナで受信した素子アンテナ別の受信信号を増幅した後にダウンコンバートしてデジタル信号に変換し、そのデジタル受信信号に対してデジタル演算処理を施してアレーアンテナのアンテナビームの生成および走査を行うことによりターゲットの検知を行う受信回路部とを備えている。

【0010】複数の素子アンテナは複数のグループに分割されており、受信回路部には各グループ毎に素子アンテナ別受信信号の増幅を行う増幅器が1個ずつ設けられ、各増幅器の入力端子には自己のグループに属する複数の素子アンテナが切換スイッチを介して接続されている。

【0011】受信回路部は位相補正值検出手段と位相補正手段を備えている。位相補正值検出手段は、デジタル受信信号について、基準素子アンテナと他の素子アンテナとの位相差を検出し、検出された位相差のうち基準素子アンテナを含むグループに属する他の素子アンテナの検出位相差を基準として、他のグループに属する素子アンテナの位相差を推定し、他のグループに属する各素子アンテナ毎にその推定位相差と検出位相差を比較して位相補正值を求めるものであり、位相補正手段は位相補正值を用いて各素子アンテナ別のデジタル受信信号の位相補正を行うものである。

【0012】増幅器の温度変化や経年変化に基づいて位相の遅れや進みが生じ、基準素子アンテナの受信信号に対する他の素子アンテナの受信信号位相差にその遅れや進みに起因する変動位相差が重畳される。しかし、位相補正值検出手段において、各素子アンテナの検出位相差に含まれる変動位相差を相殺する位相補正值を生成し、位相補正手段において、位相補正值を用いて各素子アンテナ別のデジタル受信信号に対して位相補正を行うので、素子アンテナ別の受信信号から増幅器の温度変化や経年変化に起因する素子アンテナ間の変動位相差成分が除去される。

【0013】

【発明の実施の形態】図1は本発明の一実施形態であるDBFレーダ装置を示す構成図である。

【0014】このDBFレーダ装置は、連続波(CW)を周波数変調(FM)した送信信号を用いるFM-CWレーダ装置でもある。

【0015】このレーダ装置は、 $n$ 個の素子アンテナ

$x1 \sim Rx(n)$  が配列されたアレーアンテナ1と、各素子アンテナ $Rx1 \sim Rx(n)$  で受信した素子アンテナ別の受信信号に対して種々の処理を施すことによりターゲットの検知を行う受信回路部2と、送信信号を生成する送信回路部3と、送信信号を放射する送信アンテナ4とを備える。

【0016】送信回路部3は、中心周波数が $f_0$  (たとえば7.6GHz)の電圧制御型発振器31と、バッファアンプ32と、分配器33を備えている。電圧制御型発振器31は、図示省略した変調制御部から出力される制御電圧によって、変調周波数幅を $\Delta F$ とする三角波変調された被変調波(送信信号)を出力する。被変調波はバッファアンプ32で増幅され、送信アンテナ4から電磁波として放射される。

【0017】なお、送信信号の一部は分配器33によって受信回路部2内のRFアンプ22に分配される。RFアンプ22で増幅された信号は、受信検波用のローカル信号として用いられる。

【0018】受信用のアレーアンテナ1は、 $n$ 個の素子アンテナ $Rx1 \sim Rx(n)$  を備え、3個づつ $m$ 個のグループ $G1 \sim Gm$  ( $m=n/3$ ) に分けられている。また、第1素子アンテナ $Rx1$  を特に基準素子アンテナと呼ぶ。

【0019】受信回路部2は、 $m$ 個の前段切換スイッチ $SW1 \sim SW(m)$  を備える。前段切換スイッチ $SW1 \sim SW(m)$  は、それぞれ1つの可動接点と3つの固定接点を有し、可動接点はDBFプロセッサ28からの切換信号に基づいて、固定接点のいずれかに接続可能となっている。

【0020】前段切換スイッチ $SW1 \sim SW(m)$  は、素子アンテナグループ $G1 \sim Gm$  にそれぞれ対応しており、各前段切換スイッチにおいて、同じグループに属する3つの素子アンテナがそれぞれ3つの固定接点に接続されている。

【0021】前段切換スイッチ $SW1 \sim SW(m)$  の各可動接点には、それぞれ低雑音増幅器 $LNA1 \sim LNA(m)$  の各入力端子が接続されている。

【0022】低雑音増幅器 $LNA1 \sim LNA(m)$  の後段には、1つの可動接点と $m$ 個の固定接点を有する後段切換スイッチ21が設けられており、低雑音増幅器 $LNA1 \sim LNA(m)$  の出力端子は、それぞれ後段切換スイッチ21の各固定接点に1対1に接続されている。

【0023】後段切換スイッチ21の切換制御も前段切換スイッチと同様に、DBFプロセッサ28からの切換信号に基づいて行われ、前段切換スイッチ $SW1 \sim SW(m)$  と後段切換スイッチ21との協働切換動作により、後段切換スイッチ21の可動接点に、素子アンテナ $Rx1 \sim Rx(n)$  のいずれか一つが低雑音増幅器 $LNA1 \sim LNA(m)$  のいずれか一つを介して接続される。この協働切換動作は、各素子アンテナでの反射電波の受

信が実質的に同時になされたと考えられる程度に高速で行われ、各素子アンテナでの受信信号が後段切換スイッチ21の可動接点から時間的に連続して出力される。

【0024】後段切換スイッチ21の可動接点は、第2低雑音増幅器23の入力端子に接続されており、第2低雑音増幅器23の後段には、ミキサ24、ベースバンド増幅器25、ローパスフィルタ26、A/D変換器27およびデジタル・ビーム・フォーミングプロセッサ(DBFプロセッサ)28が順に接続されている。

【0025】素子アンテナRx1～Rx(n)で受信した信号は、低雑音増幅器LNA1～LNA(m)および第2低雑音増幅器23で増幅され、ミキサ24においてRFアンプ22からのローカル信号とミキシングされる。このミキシング処理により、受信信号はダウンコンバートされ、送信信号と受信信号との差信号であるビート信号が生成される。

【0026】ビート信号は、ベースバンド増幅器25およびローパスフィルタ26を介してA/D変換器27に入力され、所定のタイミングでデジタルビート信号(デジタル受信信号)に変換される。

【0027】DBFプロセッサ28は、A/D変換器27からのデジタルビート信号を入力し、デジタル演算によりアンテナビームの生成および走査を行い、ターゲットの距離および相対速度の検出を行う。

【0028】ここで、FM-CWレーダ装置の探知原理を簡単に説明する。

【0029】三角波変調FM-CW方式では、相対速度が零のときのビート周波数を $f_r$ 、相対速度に基づくドップラ周波数を $f_d$ 、周波数が増加する区間(アップ区間)のビート周波数を $f_{b1}$ 、周波数が減少する区間(ダウン区間)のビート周波数を $f_{b2}$ とすると、

$$f_{b1} = f_r - f_d \quad \cdots (1)$$

$$f_{b2} = f_r + f_d \quad \cdots (2)$$

が成り立つ。

【0030】したがって、変調サイクルのアップ区間とダウン区間のビート周波数 $f_{b1}$ および $f_{b2}$ を別々に測定すれば、次式(3)(4)から $f_r$ および $f_d$ を求めることができる。

$$f_r = (f_{b1} + f_{b2}) / 2 \quad \cdots (3)$$

$$f_d = (f_{b2} - f_{b1}) / 2 \quad \cdots (4)$$

$f_r$ および $f_d$ が求まれば、目標物の距離Rと相対速度Vを次の(5)(6)式により求めることができる。

$$R = (C / (4 \cdot \Delta F \cdot f_m)) \cdot f_r \quad \cdots (5)$$

$$V = (C / (2 \cdot f_0)) \cdot f_d \quad \cdots (6)$$

ここに、Cは光の速度、 $f_m$ はFM変調周波数である。

【0033】ところで、DBF処理によるアンテナビームの生成および走査は、各素子アンテナRx1～Rx(n)において受信される受信信号の位相差を利用す

る。

【0034】図2に示すように、図示省略したターゲットからの反射電波52が、素子アンテナRx1～Rx(n)の正面方向51に対して角度 $\theta$ で入射したとすると、各素子アンテナRx1～Rx(n)に到達する反射電波52の等位相面は符号53で示した破線のようになる。

【0035】図3は、図2の破線円の部分を拡大したした図である。基準素子アンテナRx1に到達する反射電波の伝搬経路長に対する素子アンテナRx2に到達する反射電波の伝搬経路長は距離54だけ長くなる。したがって、その分だけ素子アンテナRx2に到達する電波の位相が基準素子アンテナに到達する電波の位相よりも遅れる。

【0036】素子アンテナRx1とRx2の間隔をdとすると、距離54は $d \sin \theta$ で表すことができ、その位相遅れ量は、 $(d \sin \theta) / \lambda$ となる。ここに、 $\lambda$ は送信信号のキャリア波長である。

【0037】その他の素子アンテナRx3～Rx(n)が素子アンテナRx2に続いて順に間隔dで配列されているとすると、各素子アンテナRx3～Rx(n)の基準素子アンテナに対する位相遅れ量は、 $(2 \cdot d \sin \theta) / \lambda$ 、 $(3 \cdot d \sin \theta) / \lambda$ 、……、 $((n-1) d \sin \theta) / \lambda$ となる。

【0038】各素子アンテナRx1～Rx(n)で受信した電波の位相は、ミキサ24でビート信号に置換され、さらに、A/D変換器27でデジタル信号に変換されても保存されている。

【0039】したがって、DBFプロセッサ28において、基準素子アンテナRx1以外の素子アンテナの信号について、デジタル演算により上述の位相遅れ量だけ位相を進めてやれば、 $\theta$ 方向からの電波が全素子アンテナにおいて同位相で受信されたことになり、指向性が $\theta$ 方向に向けられたことになる。すなわち、アレーアンテナ1のアンテナビームが $\theta$ 方向に向けられたことになる。 $\theta$ の値を所定範囲で連続的に変化させれば、アンテナビームをその所定範囲で実質的に走査させることができる。

【0040】アンテナビームが形成できれば、その方向にあるターゲットの距離および相対速度を上述したFM-CWレーダ装置の探知原理により求めることができる。

【0041】以上説明したように、アンテナビームを正確に形成し走査するためには、各素子アンテナで受信したターゲットからの反射電波の位相情報を正しくDBFプロセッサ28に伝達する必要がある。

【0042】ところが、低雑音増幅器LNA1～LNA(m)は能動素子であるために、温度変化や経年変化により、位相の遅れや進みを生じさせる。この位相の遅れや進みの程度は、低雑音増幅器LNA1～LNA(m)

によってまちまちであるため、素子アンテナグループ間において、位相誤差が発生する。

【0043】なお、第2低雑音増幅器23でも温度変化や経年変化による位相の遅れや進みはあるが、単一であるため、素子アンテナ間の位相誤差とはならない。

【0044】本実施形態では、その位相誤差を補正するための位相補正值を求め、その位相補正值を用いて各素子アンテナ別受信信号の位相補正をDBFプロセッサ28にて行う。すなわち、DBFプロセッサ28は、位相補正值検出手段と位相補正手段を備える。

【0045】図4は、DBFプロセッサ28における位相補正值検出処理および位相補正処理を含む演算処理フローを示すフローチャートである。

【0046】ステップS1において、各素子アンテナ毎のデジタルビート信号を取り込む。つづいてステップS2において、取り込んだデジタルビート信号に対して高速フーリエ変換（FFT）処理を施す。

【0047】つぎに、ステップS3において、初期位相差検出指令が出ているか否かを判断し、初期位相差検出指令が出ていると判断されたときに、ステップS4に移行して、基準素子アンテナRx1に対する他の素子アンテナRx2～Rx(n)との間の初期位相差 $\Delta 2 \sim \Delta n$ を検出する。

【0048】初期位相差検出は、通常はこのレーダ装置を出荷する際において検査官によるスイッチ操作等によりその指令がなされ、基準ターゲットからの反射電波を用いて素子アンテナ間の位相差を求めることにより達成される。この初期位相差は、つぎに初期位相差の検出指令が出されるまで記憶部に保持され、DBF合成時に位相補正值の一つとして用いられる。

【0049】具体的には、アレーアンテナ1の前方数十メートルで方位角度0度方向に標準反射体を設置してレーダ装置を動作させる。このとき、標準反射体が十分に\*

$$\begin{aligned}\phi 2 &\doteq d/\lambda \cdot \sin \theta + \Delta 2 \\ \phi 3 &\doteq 2 \cdot d/\lambda \cdot \sin \theta + \Delta 3 \\ \phi 4 &\doteq 3 \cdot d/\lambda \cdot \sin \theta + \Delta 4 + (\Delta' 2 \sim \Delta' 1) \\ \phi 5 &\doteq 4 \cdot d/\lambda \cdot \sin \theta + \Delta 5 + (\Delta' 2 \sim \Delta' 1) \\ \phi 6 &\doteq 5 \cdot d/\lambda \cdot \sin \theta + \Delta 6 + (\Delta' 2 \sim \Delta' 1) \\ \phi 7 &\doteq 6 \cdot d/\lambda \cdot \sin \theta + \Delta 7 + (\Delta' 3 \sim \Delta' 1)\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}& \cdot \\ & \cdot \\ & \cdot \\ & \cdot\end{aligned}$$

$$\phi n \doteq (n-1) \cdot d/\lambda \cdot \sin \theta + \Delta (n) + (\Delta' m \sim \Delta' 1)$$

と書ける（第1式群）。

【0055】第1式群の各式における右辺第1項は、図2および図3を用いて説明した伝搬経路差に基づく位相差である。また、実際には受動回路も温度変化や経年変化により位相の遅れや進みが生じるが、その影響は極僅かであるためそれらは省略し、代わりに各式において $\doteq$

$$\phi' 2 = \phi 2 - \Delta 2 \doteq d/\lambda \cdot \sin \theta$$

\*離れていれば、各素子アンテナにおいて受信される反射波の位相は同位相とみなすことができる。しかし、実際には各素子アンテナのチャンネル別の経路差や経路途中にある回路要素の製造誤差などから位相差が生じる。この位相差が初期位相差である。

【0050】レーダ装置のユーザーによる通常使用時には、初期位相差検出のための特殊なスイッチ操作がなされないでステップS3で否定され、ステップS5に移行する。ステップS5では、基準素子アンテナの受信信号に関するパワースペクトラムについて、ピークをサーチする。

【0051】つづいて、ステップS6において、検出したピークが所定のしきい値よりも大きいかな否かを判断する。ピーク値がしきい値以下である場合には、目標ターゲットが存在しないとして、ステップS1に戻る。

【0052】ここでのしきい値は、目標とするターゲットに応じて適宜設定することができる。たとえば、このレーダ装置が車載用レーダ装置であるとき、所定範囲を先行する車両からの反射電波であれば得られるであろうパワー値の最低値をしきい値すれば、所定範囲に先行車両が存在しないときには、後段のDBF演算が回避される。

【0053】ステップS6において肯定判断がなされたときには、ステップS7に移行し、ピーク周波数における基準素子アンテナRx1に対する素子アンテナRx2～Rx(n)の実測位相差 $\phi 2 \sim \phi n$ を検出する。

【0054】いま、基準素子アンテナRx1に対する素子アンテナRx2～Rx(n)の初期位相差（ステップS5で検出され記憶保持されている）を $\Delta 2 \sim \Delta n$ とし、温度変化や経時変化に起因する低雑音増幅器LNA1～LNA(m)での位相変化を $\Delta' 1 \sim \Delta' m$ とすると、検出された実測位相差 $\phi 2 \sim \phi n$ は、

を用いている。

【0056】ステップS8では、ステップS7で求めた実測位相差 $\phi 2 \sim \phi n$ からステップS5で求めた初期位相差 $\Delta 2 \sim \Delta n$ を減じ、初期位相補正された実測位相差 $\phi' 2 \sim \phi' n$ を求める。初期位相補正された実測位相差 $\phi' 2 \sim \phi' n$ は、

$$\begin{array}{rcl}
 9 & & 10 \\
 \phi' 3 = \phi 3 - \Delta 3 \doteq & 2 \cdot d / \lambda \cdot \sin \theta & \\
 \phi' 4 = \phi 4 - \Delta 4 \doteq & 3 \cdot d / \lambda \cdot \sin \theta & + (\Delta' 2 \sim \Delta' 1) \\
 \phi' 5 = \phi 5 - \Delta 5 \doteq & 4 \cdot d / \lambda \cdot \sin \theta & + (\Delta' 2 \sim \Delta' 1) \\
 \phi' 6 = \phi 6 - \Delta 6 \doteq & 5 \cdot d / \lambda \cdot \sin \theta & + (\Delta' 2 \sim \Delta' 1) \\
 \phi' 7 = \phi 7 - \Delta 7 \doteq & 6 \cdot d / \lambda \cdot \sin \theta & + (\Delta' 3 \sim \Delta' 1) \\
 & \cdot & \\
 & \cdot & \\
 & \cdot & \\
 \phi' n = \phi n - \Delta n \doteq & (n-1) \cdot d / \lambda \cdot \sin \theta & + (\Delta' m \sim \Delta' 1)
 \end{array}$$

と表すことができる（第2式群）。

【0057】つぎに、ステップS9では、第1グループ内の初期位相補正された実測位相差 $\phi' 2$ および $\phi' 3$ をつぎに示す(7)式を用いて平均することにより、隣\*

$$\Phi = (\phi' 2 + \phi' 3 / 2) / 2$$

つぎに、ステップS10では、実測伝搬経路位相差 $\Phi$ を用いて基準素子アンテナRx1に対する素子アンテナRx2～Rx(n)の推定位相差 $|\phi 2| \sim |\phi n|$ を求※

$$\begin{array}{l}
 |\phi 2| = \Phi \\
 |\phi 3| = 2 \cdot \Phi \\
 |\phi 4| = 3 \cdot \Phi \\
 |\phi 5| = 4 \cdot \Phi \\
 |\phi 6| = 5 \cdot \Phi \\
 |\phi 7| = 6 \cdot \Phi \\
 \cdot \\
 \cdot \\
 \cdot
 \end{array}$$

$$|\phi n| = (n-1) \Phi$$

さらに、ステップS11において、第4素子アンテナRx4以降について、初期位相補正された実測位相差 $\phi' 4 \sim \phi' n$ と推定位相差 $|\phi 4| \sim |\phi n|$ との誤差 $\sigma 4 \sim \sigma n$ を求める。 $\Phi$ は $d / \lambda \cdot \sin \theta$ の実測値に他ならないから、第2式群と第3式群から誤差 $\sigma 4 \sim \sigma n$ は、

$$\begin{array}{l}
 \sigma 4 \doteq (\Delta' 2 \sim \Delta' 1) \\
 \sigma 5 \doteq (\Delta' 2 \sim \Delta' 1) \\
 \sigma 6 \doteq (\Delta' 2 \sim \Delta' 1) \\
 \sigma 7 \doteq (\Delta' 3 \sim \Delta' 1) \\
 \cdot \\
 \cdot \\
 \cdot
 \end{array}$$

$$\sigma n \doteq (\Delta' m \sim \Delta' 1)$$

となる（第4式群）。

【0060】ステップS12において、この誤差 $\sigma 4 \sim \sigma n$ のいずれかが所定のしきい値よりも大きければ、ステップS13に移行し、初期位相差にステップS11で求めた誤差を加えたものを位相補正值とする。すなわち、各素子アンテナ別の位相補正值C1～Cnを、

10 \*接する素子アンテナ間の伝搬経路差に基づく実測伝搬経路位相差 $\Phi$ （理論式の $d / \lambda \cdot \sin \theta$ に相当する）を求める。

【0058】

… (7)

※める。

【0059】

… (第3式群)

$$C1 = 0$$

$$C2 = \Delta 2$$

$$C3 = \Delta 3$$

$$C4 = \Delta 4 + (\Delta' 2 \sim \Delta' 1)$$

$$C5 = \Delta 5 + (\Delta' 2 \sim \Delta' 1)$$

$$C6 = \Delta 6 + (\Delta' 2 \sim \Delta' 1)$$

$$C7 = \Delta 7 + (\Delta' 3 \sim \Delta' 1)$$

$$\cdot$$

$$\cdot$$

$$\cdot$$

$$Cn = \Delta (n) + (\Delta' m \sim \Delta' 1)$$

とする（第5式群）。

40 【0061】ステップS12において否定されたときにはステップS14に移行し、初期位相差のみを位相補正值とする。すなわち、位相補正值C1～Cnを、

$$\begin{aligned}
 &11 \\
 &C1 = 0 \\
 &C2 = \Delta 2 \\
 &C3 = \Delta 3 \\
 &C4 = \Delta 4 \\
 &C5 = \Delta 5 \\
 &C6 = \Delta 6 \\
 &\vdots \\
 &\vdots \\
 &\vdots \\
 &Cn = \Delta (n)
 \end{aligned}$$

とする（第6式群）。

【0062】ステップS15では、ステップS13または14において求められた位相補正值を用いて位相補正を行い、補正後のデジタルビート信号に対してDBF演算を施す。

【0063】本実施形態では、素子アンテナ $R_{x1} \sim R_{xn}$ に対応するすべてのデジタルビート信号を用いてDBF処理が施される。すなわち、すべての素子アンテナ $R_{x1} \sim R_{xn}$ によって受信アンテナであるアレーアンテナが構成されているが、第1グループの素子アンテナ $R_{x1} \sim R_{x3}$ を位相補正専用にする比較用素子アンテナとし、第2グループ以降の素子アンテナ $R_{x4} \sim R_{xn}$ で受信用のアレーアンテナを構成してもよい。

【0064】

【発明の効果】以上説明したように、本発明のDBFレ

12

ーダ装置によれば、低雑音増幅器の温度変化や経時変化による位相の遅れや進みを相殺する位相補正值を素子アンテナ別に位相補正值検出手段で検出し、位相補正手段において各素子アンテナに対応するデジタルビート信号に対してそれぞれの位相補正值を用いた位相補正を行うので、アンテナビームの合成を正確に行うことができる。そのため、低雑音増幅器の経時変化や温度変化に起因するターゲットの誤検知を抑制でき、高い検出精度を維持することができる。

#### 10 【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施形態であるDBFレーダ装置の構成を示す図。

【図2】各素子アンテナ $R_{x1} \sim R_{xn}$ におけるターゲットからの反射電波の受信状態を説明する図。

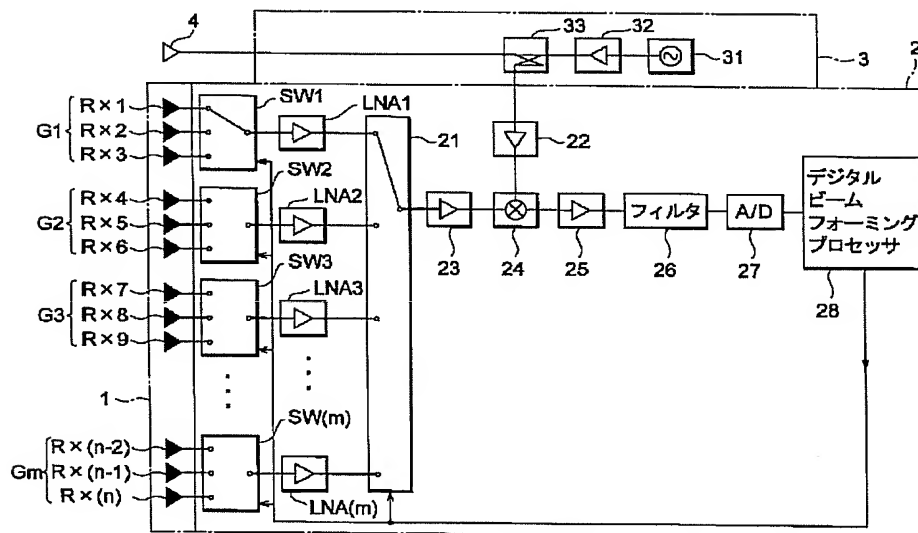
【図3】図2の一部を拡大した図。

【図4】本実施形態の動作を示すフローチャート。

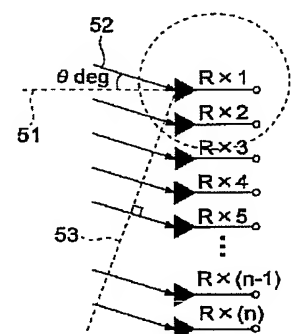
【符号の説明】

1…アレーアンテナ、2…受信回路部、3…送信回路部、4…送信アンテナ、 $R_{x1} \sim R_{xn}$ …素子アンテナ、SW1～SW(m)…前段切換スイッチ、LNA1～LNA(m)…低雑音増幅器、21…後段切換スイッチ、23…第2低雑音増幅器、27…A/D変換器、28…DBFプロセッサ。

【図1】

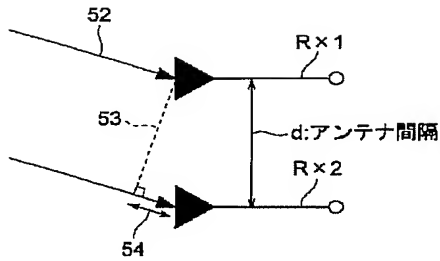


【図2】

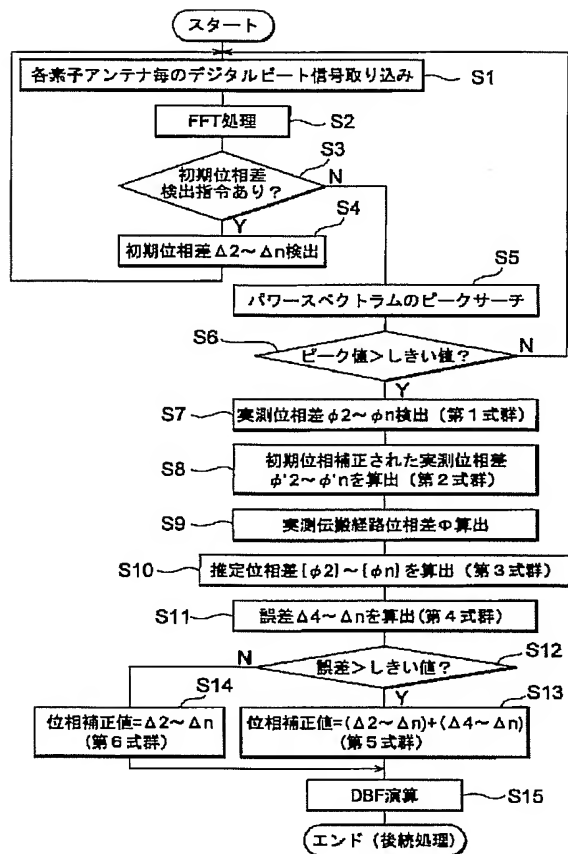




【図3】



【図4】



フロントページの続き

F ターム(参考) 5J021 AA05 AA06 CA06 DB02 DB03  
 DB04 EA04 FA14 FA15 FA16  
 FA17 FA20 FA26 FA29 FA31  
 FA32 GA02 HA05 HA10  
 5J070 AB17 AB24 AC02 AC06 AD09  
 AD10 AE01 AF03 AH35 AH40  
 AK22 BA01